

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-286713

(43)Date of publication of application : 13.10.2000

(51)Int.Cl.

H03M 7/30
G10L 19/02
G10L 19/00

(21)Application number : 11-127498

(71)Applicant : HUDSON SOFT CO LTD

(22)Date of filing : 31.03.1999

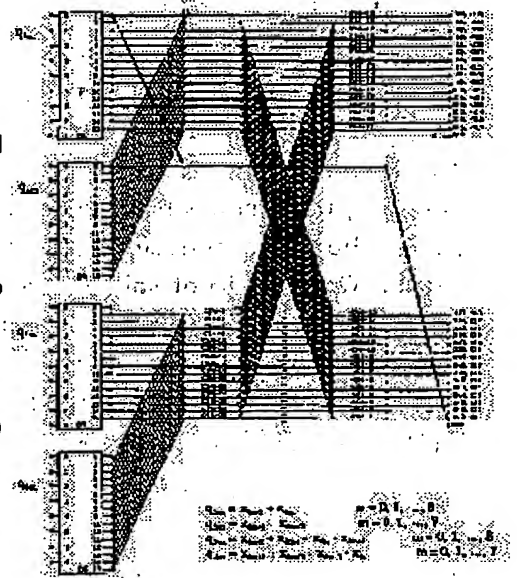
(72)Inventor : MIURA TAKASHI

(54) DECODER FOR AUDIO SIGNAL

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a decoder for an audio signal that remarkably reduces an arithmetic amount in a sub-band synthesis filter bank thereby conducting decoding processing at a higher speed.

SOLUTION: The sub band composite filter bank that composites sub band values to reproduce an audio signal, is provided with 1st and 2nd filter banks each of which applies discrete cosine transform(DTC) to $n/4$ sets of sub band inputs to provide an output and with 3rd and 4th filter banks each of which applies discrete sine transform(DST) to $n/4$ sets of the sub band inputs to provide an output. The n -sets of the sub band values are divided into four, and each division is respectively given to the 1st, 2nd, 3rd and 4th filter banks. Difference $P1(k)$ between outputs $Q1(n/4, k)$ ($k=0, 1, 2, \dots, n/2$, and the same in the following) and an output $Q2(n/4, k)$ of the 2nd filter bank is obtained, an output $Q3(n/4, k)$ of the 3rd filter bank and an output $Q4(n/4, k)$ of the 4th filter bank are summed and $P2(k)$ is obtained by multiplying the sum by a prescribed coefficient and $n \times 2$ sets of composite filter outputs are obtained based on the $P1(k)$ and $P2(k)$.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

25.07.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3597077

[Date of registration]

17.09.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

*** NOTICES ***

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A frame decomposition means to decompose the encoded bit stream, and the decode and reverse quantization means which perform decode and reverse quantization and restore the subband value of n pieces based on bit allocation, It consists of a subband composition filter bank which compounds the acquired subband value and reproduces an audio signal. Said subband composition filter bank The 1st and 2nd filter banks which carry out the discrete cosine transform (DCT) of the n/4 subband input, and output it, It has the 3rd and 4th filter banks which carry out discrete sign conversion (DST) and output n/4 subband input. The subband value of n pieces is quadrisected, and it inputs into said 1st filter bank, the 2nd filter bank, the 3rd filter bank, and the 4th filter bank, respectively, and is the output Q1 (k= 0, 2 [1 and 2], ..., n / 2-1.) (n/4, k), of said 1st filter bank. Below Being the same and the 1st processing which searches for the difference P1 (k) with the output Q2 (n/4, k) of said 2nd filter bank, The 2nd processing which takes the sum of the output Q3 (n/4, k) of said 3rd filter bank, and the output Q4 (n/4, k) of said 4th filter bank, multiplies by the predetermined multiplier, and calculates P2 (k). Audio signal decryption equipment characterized by performing 3rd processing which asks for the synthetic filter output X of nx2 pieces (n, k) based on said P1 (k) and said P2 (k).

[Claim 2] Said 1st processing is [Equation 1].

$$P_1(k) = Q_1(8, k) - Q_2(8, k)$$

$$k = 0, 1, \dots, 15$$

Come out, it is and said 2nd processing is [Equation 2].

$$P_2(k) = \frac{1}{2C_{32}^k} \{Q_3(8, k) + Q_4(8, k)\}$$

$$k = 0, 1, \dots, 15$$

Come out, it is and said 3rd processing is the next filter output X (32 k).

[Equation 3]

$$X(32, k) = \frac{1}{2C_{64}^{16+k}} \{P_1(k) + P_2(k)\}$$

$$X(32, 32 - k) = -X(32, k)$$

$$X(32, 48 - k) = -\frac{1}{2C_{64}^k} \{P_1(16 - k) - P_2(16 - k)\}$$

$$X(32, 64 - k) = X(32, 32 + k)$$

$$k = 0, 1, \dots, 15$$

$$X(32, 0) = \frac{1}{2C_{64}^{16}} P_1(0)$$

$$X(32, 16) = 0$$

$$X(32, 48) = -\{Q_1(8, 0) + Q_2(8, 0)\}$$

Audio signal decryption equipment according to claim 1 characterized by being a ***** thing.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the decryption equipment of an audio signal, especially the audio signal decryption equipment which high-streamlined data processing in a subband composition filter bank.

[0002]

[Description of the Prior Art] Coding of an audio signal attracts attention quickly by development of ISDN in recent years and a VLSI technique. Especially, the importance is increasing by a digital audio, digital satellite broadcasting service (DSB), are recording of an audio signal, teleconferencing, multimedia application, etc.

[0003] In MPEG (Moving Picture Expert Group), the global standard coding method which compresses an audio signal with a video signal is examined, and the coding algorithm represented by MPEG/audio (international standard ISO/IEC 11172-3) is determined and exhibited about the coding technique of an audio signal. About an MPEG audio coding technique, he is a corporation. It is explained to "MPEG" of the volume on television society, and the Ohm-Sha issue in detail. Moreover, IEEE The MPEG audio compression theory is explained to the Davis pan work "MPEG / audio data compression tutorial" by the summer issue in multimedia journal 1995.

[0004] Although the algorithm of MPEG/audio consists of three kinds of algorithms, a layer 1, a layer 2, and a layer 3, and becomes complicated in order of a layer 1 to the layer 3, the algorithm is based on sub band coding of 32 bands, and it is common at the point which is either whose number of channels is 2, and whose sampling frequencies are 32, 44.1, and 48kHz (especially the algorithm of MPEG / audio layer 3 is hereafter called MP3). Here, sub band coding is a coding method which divides a signal into two or more subbands using an acoustic-sense property, and quantizes each band in a different quantization property.

[0005] The basic block diagram of MPEG / audio algorithm based on a sub-band-coding method is shown in drawing 10. The inputted audio signal passes along the filter bank 11 which divides an input into two or more subbands. The audio signal inputted into coincidence passes along the mental acoustic-sense model 12 which determines the ratio of the signal energy to the masking threshold of each subband. After following the bit allocation based on the mental acoustic-sense model 12 and quantizing and encoding with quantization / coding means 13, the ancillary data (data which a user can define as arbitration) which is not illustrated if needed is doubled, and it formats into a bit stream with the format means 14. Thus, the encoded bit stream is stored in are recording media, such as CD-ROM, or is transmitted in transmission lines, such as a communication line. Decode separates the ancillary data first added in the frame decomposition means 21, and decomposes a bit stream. Subsequently,

based on the bit allocation sent as side information, decode and the reverse quantization means 22 perform decode and reverse quantization, and a subband value is restored. Finally, a subband value is compounded by the subband composition filter bank 23, and an audio signal is reproduced.

[0006] By the way, the subband composition filter bank in a decryption has the function to return the signal divided into the frequency component to the time series audio signal of a basis, and in order to realize this function, it is performing transform processing described by trigonometric functions, such as a discrete cosine transform (DCT) and a deformation discrete cosine transform (MDCT).

[0007]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in order to obtain the output of 64 pieces, 6144 multiplication and 6080 addition were required for the amount of data processing at the time of also taking into consideration the addition and the multiplication which count of an include angle takes, when transform processing specified in the specification document of MP3 was performed as it was, and its count load was large. For this reason, it was difficult to obtain the practical engine performance by the low price, the conventional the device by MP3 decryption, for example, MP3 player.

[0008] Then, the purpose of this invention is to offer the decryption equipment of the audio signal which solves the fault of such a conventional technique, can reduce sharply, has the amount of operations in a subband composition filter bank, and can accelerate decryption processing more.

[0009]

[Means for Solving the Problem] A frame decomposition means to decompose the bit stream by which this invention was encoded in order to solve the above-mentioned technical problem, Decode and a reverse quantization means to perform decode and reverse quantization and to restore the subband value of n pieces based on bit allocation, It consists of a subband composition filter bank which compounds the acquired subband value and reproduces an audio signal. A subband composition filter bank The 1st and 2nd filter banks which carry out the discrete cosine transform (DCT) of the n/4 subband input, and output it, It has the 3rd and 4th filter banks which carry out discrete sign conversion (DST) and output n/4 subband input. The subband value of n pieces is quadrisected, and it inputs into the 1st filter bank, 2nd filter bank, 3rd filter bank, and 4th filter bank, respectively, and is the output Q1 (k= 0, 2 [1 and 2], ..., n / 2-1.) (n/4, k) of the 1st filter bank. Below Being the same and the 1st processing which searches for the difference P1 (k) with the output Q2 (n/4, k) of the 2nd filter bank, The 2nd processing which takes the sum of the output Q3 (n/4, k) of the 3rd filter bank, and the output Q4 (n/4, k) of the 4th filter bank, multiplies by the predetermined multiplier, and calculates P2 (k), The audio signal decryption equipment characterized by performing 3rd processing which asks for the synthetic filter output X of nx2 pieces (n, k) based on P1 (k) and P2 (k) is offered.

[0010] In this case, the 1st processing is [0011].

[Equation 4]

$$P_1(k) = Q_1(8, k) - Q_2(8, k) \\ k = 0, 1, \dots, 15$$

[0012] Come out, it is and the 2nd processing is [0013].

[Equation 5]

$$P_1(k) = Q_1(8, k) - Q_2(8, k) \\ k = 0, 1, \dots, 15$$

[0014] Come out, it is and the 3rd processing is the next filter output X (32 k).

[0015]

[Equation 6]

$$\begin{aligned}
X(32, k) &= \frac{1}{2C_{64}^{16+k}} \{P_1(k) + P_2(k)\} \\
X(32, 32 - k) &= -X(32, k) \\
X(32, 48 - k) &= -\frac{1}{2C_{64}^k} \{P_1(16 - k) - P_2(16 - k)\} \\
X(32, 64 - k) &= X(32, 32 + k) \\
k &= 0, 1, \dots, 15 \\
X(32, 0) &= \frac{1}{2C_{64}^{16}} P_1(0) \\
X(32, 16) &= 0 \\
X(32, 48) &= -\{Q_1(8, 0) + Q_2(8, 0)\}
\end{aligned}$$

[0016] It is desirable that it is a ***** thing.

[0017]

[Embodiment of the Invention] Before explaining the whole gestalt configuration of operation about the audio signal decryption equipment concerning this invention, the algorithm in the subband composition filter bank which makes the principal part first is explained to a detail.

[0018] It takes accelerating the subband composition filter bank in the layer 3 (MP3) of MPEG/audio: now for an example, and application of the high-speed DCT algorithm for it is considered.

[0019] The number of an input in the subband composition filter bank of MP3 [which describes a subband composition filter bank by the 4th term] is [the number of an output] 64 in 32. The transformation when writing n [the number of an input] (= 32) is expressed with a degree type.

[0020]

[Equation 7]

$$\begin{aligned}
X(n, k) &= \sum_{m=0}^{n-1} x_m \times \cos\left\{\frac{(k + \frac{n}{2})(2m+1)}{2n} \pi\right\} \quad (1) \\
k &= 0, 1, \dots, 2n - 1.
\end{aligned}$$

[0021] Here, the next notation is defined.

[0022]

[Equation 8]

$$C_a^b = \cos\left(\frac{b}{a}\pi\right), \quad S_a^b = \sin\left(\frac{b}{a}\pi\right) \quad (2)$$

[0023] If a formula (2) is applied to a formula (1), it can express like a degree type.

[0024]

[Equation 9]

$$X(n, k) = \sum_{m=0}^{n-1} x_m \times C_{2n}^{(k+\frac{n}{2})(2m+1)} \quad (3)$$

[0025] Since the formula (3) is similar to the so-called type II of size 32 of DCT, it is using the algorithm of a high speed DCT, and it is presumed that it is possible to reduce to size 2 and to accelerate an operation.

[0026] Then, a formula (1) is divided into an even number term and an odd number term.

[0027]

[Equation 10]

$$X(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} x_{2m} C_{2n}^{(k+\frac{q}{2})(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} x_{2m+1} C_{2n}^{(k+\frac{q}{2})(4m+3)} \quad (4)$$

[0028] A formula (4) can deform like a degree type from the relation between $x_n=0$ and $x_{-1}=0$ according to the definition of a formula (2), and the formula of a trigonometric function.

[0029]

[Equation 11]

$$X(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^{k+\frac{q}{2}}} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) (-1)^m C_{\frac{n}{2}}^{\frac{k}{2}m} - \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) (-1)^m S_n^{k(2m+1)} \right\} \quad (5)$$

[0030] In order to delete $m(-1)$ paying attention to a formula (5), it is as follows when m divides and expresses to even terms and odd terms.

[0031]

[Equation 12]

$$X(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^{k+\frac{q}{2}}} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}} (x_{4m-1} + x_{4m}) C_{\frac{n}{2}}^{\frac{k}{2}m} - \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{4m+1} + x_{4m+2}) C_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} - \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{4m} + x_{4m+1}) S_n^{k(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{4m+2} + x_{4m+3}) S_n^{k(4m+3)} \right\} \quad (6)$$

[0032] Next, if its attention is paid to the 2nd term of the last in a formula (6), according to the formula of a trigonometric function, it can deform like a degree type from $x_{-2}=0$ and $x_{-1}=0$.

[0033]

[Equation 13]

$$\begin{aligned} & - \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{4m} + x_{4m+1}) S_n^{k(4m+1)} \\ & + \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{4m+2} + x_{4m+3}) S_n^{k(4m+3)} \\ & = \frac{1}{2C_n^k} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}} (x_{4m-2} + x_{4m-1} - x_{4m} - x_{4m+1}) S_{\frac{n}{2}}^{\frac{k}{2}m} + \sum_{m=0}^{\frac{q}{2}-1} (x_{4m+3} + x_{4m+2} - x_{4m+1} - x_{4m}) S_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

[0034] Here, a definition is given as follows.

[0035]

[Equation 14]

$$Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-1} + x_{4m}) C_{\frac{n}{4}}^{km} \quad (8)$$

[0036]

[Equation 15]

$$Q_2\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+1} + x_{4m+2}) C_{\frac{n}{4}}^{k(2m+1)} \quad (9)$$

[0037]

[Equation 16]

$$Q_3\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-2} + x_{4m-1} - x_{4m} - x_{4m+1}) S_{\frac{n}{4}}^{km} \quad (10)$$

[0038]

[Equation 17]

$$Q_4\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+3} + x_{4m+2} - x_{4m+1} - x_{4m}) S_{\frac{n}{4}}^{k(2m+1)} \quad (11)$$

[0039] When a formula (11) is used from a formula (8), the synthetic filter bank of MP3 of a formula (6) can be expressed as follows.

[0040]

[Equation 18]

$$X(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^{k+\frac{1}{2}}} \left\{ Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) - Q_2\left(\frac{n}{4}, k\right) + \frac{1}{2C_n^k} \left\{ Q_3\left(\frac{n}{4}, k\right) + Q_4\left(\frac{n}{4}, k\right) \right\} \right\} \quad (12)$$

[0041] The 4th term of a formula (12) is DCT or DST(s) of size 8, respectively. Hereafter, it explains how count loads are reduced about each 4th term according to this invention.

[0042] [DCT of Type I] type I DCT is defined as follows.

[0043]

[Equation 19]

$$\begin{aligned} X_1(n, k) &= \sum_{m=0}^n x_m C_n^{km} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m} C_{\frac{n}{2}}^{km} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m+1} C_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m} C_{\frac{n}{2}}^{km} \\ &+ \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (13) \end{aligned}$$

[0044] Here, the 2nd term of a formula (13) is defined as follows.

[0045]

[Equation 20]

$$G_1(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m} C_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (14)$$
$$k = 0, 1, \dots, \frac{n}{2}$$

[0046]

[Equation 21]

$$H_1(n, k) = \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (15)$$

[0047] If it does so, a formula (13) can be expressed as follows.

[0048]

[Equation 22]

$$X_1(n, k) = G_1(n, k) + H_1(n, k) \quad (16)$$
$$k = 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1$$

[0049] a formula (16) — $k =$ — the time of calculating to $0, 1, \dots, 2n-1$ — the periodicity of a trigonometric function — using — a formula (15) and (16) — $k =$ — count loads are reducible by using the result calculated about $0, 1, \dots, n/2$.

[0050] That is, (16) can be expressed as follows.

[0051]

[Equation 23]

$$X_1(n, k) = G_1(n, k) + H_1(n, k)$$
$$X_1(n, n-k) = G_1(n, k) - H_1(n, k)$$
$$X_1(n, \frac{3n}{2} - k) = X_1(n, \frac{n}{2} + k)$$
$$X_1(n, 2n - k) = X_1(n, k)$$
$$k = 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1$$
$$X_1(n, \frac{n}{2}) = G_1(n, \frac{n}{2}) \quad (17)$$

[0052] Since a formula (14) and (15) are DCT of Type I of size $n/2$, it can contract to DCT of size 2 repeatedly recursively. Moreover, DCT of size 8 is calculable to $k = 0$, and $1, \dots, 16$ using a formula (17).

[0053] Returning to a formula (8), $Q_1(n/4, k)$ of a formula (8) is DCT of size 8. $k = 0, 1$, and ... how to calculate from $Q_1(4n/0)$ to $Q_1(4n/63)$ using $Q_1(n/4, k)$ to 16 is explained below.

[0054] Here, although set to $n = 32$, even $k = 0$, and $1, \dots, 16$ are count ending by the formula (17). About the multiplier by which all the 4th term of a formula (12) is multiplied, and $Q_1(n/4, k)$, if the periodicity of a trigonometric function is used, it can express as follows.

[0055]

[Equation 24]

$$\begin{aligned}
Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-1} + x_{4m}) C_{\frac{n}{4}}^{km} \\
k &= 0, 1, \dots, 16 \\
Q_1\left(\frac{n}{4}, n-k\right) &= Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) \\
Q_1\left(\frac{n}{4}, \frac{3n}{2} - k\right) &= Q_1\left(\frac{n}{4}, \frac{n}{2} + k\right) \\
Q_1\left(\frac{n}{4}, 2n-k\right) &= Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) \\
k &= 0, 1, \dots, 15
\end{aligned} \quad (18)$$

[0056] That is, since $k=0$ and the value corresponding to $1, \dots, 63$ will be acquired about $Q_1(n/4, k)$ if $k=0$ and the value over $1, \dots, 16$ are calculated, it is shown that a count load can be managed with a quadrant. $G_1(8k)$ and $H_1(8k)$ — it can ask — final — these — $k=$ — since it can ask by $G_1(2k)$ and H_1 to 0 and $1(2k)$, it is shown that the count loads of a considerable amount are reducible. [and] [as opposed to $k=0$, and $1, \dots, 8$ in these values]

[0057] [DCT of Type II] type II DCT is defined as follows.

[0058]

[Equation 25]

$$\begin{aligned}
X_2(n, k) &= \sum_{m=0}^{n-1} x_m C_{2n}^{k(2m+1)} \\
&= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} C_{2n}^{k(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} C_{2n}^{k(4m+3)} \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \left[\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} \{C_{\frac{n}{2}}^{km} + C_n^{k(2m+1)}\} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} \{C_{\frac{n}{2}}^{k(m+1)} + C_n^{k(2m+1)}\} \right] \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) C_n^{k(2m+1)} \right\} \quad (19)
\end{aligned}$$

[0059] Here, the 2nd term of a formula (19) is defined as follows.

[0060]

[Equation 26]

$$\begin{aligned}
X_2(n, k) &= \sum_{m=0}^{n-1} x_m C_{2n}^{k(2m+1)} \\
&= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} C_{2n}^{k(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} C_{2n}^{k(4m+3)} \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \left[\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} \{C_{\frac{n}{2}}^{km} + C_n^{k(2m+1)}\} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} \{C_{\frac{n}{2}}^{k(m+1)} + C_n^{k(2m+1)}\} \right] \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) C_n^{k(2m+1)} \right\} \quad (19)
\end{aligned}$$

[0061]

[Equation 27]

$$H_2(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) C_n^{k(2m+1)} \quad (21)$$

[0062] If it does so, a formula (19) can be expressed as follows.

[0063]

[Equation 28]

$$X_2(n, k) = \frac{G_2(n, k) + H_2(n, k)}{2C_{2n}^k}$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1$$

$$X_2(n, \frac{n}{2}) = G_2(n, \frac{n}{2}) \quad (22)$$

[0064] a formula (22) — $k =$ — the time of calculating to $0, 1, \dots, 2n-1$ — the periodicity of a trigonometric function — using — a formula (20) and (21) — $k =$ — count loads are reducible by using the result calculated about $0, 1, \dots, n/2$. That is, a formula (22) can be expressed as follows.

[0065]

[Equation 29]

$$X_2(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^k} \{G_2(n, k) + H_2(n, k)\}$$

$$X_2(n, n - k - 1) = \frac{1}{2C_{2n}^{n-k-1}} \{G_2(n, k+1) - H_2(n, k+1)\}$$

$$X_2(n, \frac{3n}{2} - k - 1) = -X_2(n, \frac{n}{2} + k + 1)$$

$$X_2(n, 2n - k - 1) = -X_2(n, k + 1)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1$$

$$X_2(n, n) = 0, \quad X_2(n, 2n) = -X_2(n, 0) \quad (23)$$

[0066] Since a formula (20) and (21) are DCT of Type I of size $n/2$, and Type II, respectively, it can contract to DCT of size 2 repeatedly recursively. Moreover, DCT of size 8 is calculable to $k=0$, and $1, \dots, 16$ using a formula (23).

[0067] Returning to a formula (9), $Q_2(n/4, k)$ of a formula (9) is DCT of Type II of size 8. $k = 0, 1$, and ... how to calculate from $Q_2(4n/0)$ to $Q_2(4n/63)$ using $Q_2(n/4, k)$ to 16 is explained below.

[0068] Here, although set to $n=32$, it is count ending also about the multiplier by which even $k=0$, and $1, \dots, 16$ are count ending, and all the 4th term of a formula (12) is multiplied by the formula (17). About $Q_2(n/4, k)$, if the periodicity of a trigonometric function is used, it can express as follows.

[0069]

[Equation 30]

$$Q_2\left(\frac{n}{2}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{4m+1} + x_{4m+2}) C_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)}$$

$$k = 0, 1, \dots, 16$$

$$Q_2\left(\frac{n}{2}, n-k\right) = Q_2\left(\frac{n}{4}, k\right)$$

$$Q_2\left(\frac{n}{2}, \frac{3n}{2} - k\right) = Q_2\left(\frac{n}{4}, \frac{n}{2} + k\right)$$

$$Q_2\left(\frac{n}{2}, 2n-k\right) = Q_2\left(\frac{n}{4}, k\right)$$

$$k = 0, 1, \dots, 15$$

(24)

[0070] Q2 [namely,] $(n/4, k)$ — also being related — final — these — $k=$ — since it can ask by G2 (2 k) and H2 to 0 and 1 (2 k), it is shown that the count loads of a considerable amount are reducible.

[0071] [DST of Type I] type I DST is defined as follows.

[0072]

[Equation 31]

$$\begin{aligned} X_3(n, k) &= \sum_{m=0}^n x_m S_n^{km} \\ &= \sum_{m=1}^{n-1} x_m S_n^{km} \\ &= \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} S_n^{k(2m+1)} \\ &= \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} \\ &\quad + \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \end{aligned} \quad (25)$$

[0073] Here, the 2nd term of a formula (25) is defined as follows.

[0074]

[Equation 32]

$$G_3(n, k) = \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (26)$$

[0075]

[Equation 33]

$$H_3(n, k) = \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (27)$$

[0076] If it does so, a formula (25) can be expressed as follows.

[0077]

[Equation 34]

$$H_3(n, k) = \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (27)$$

[0078] a formula (28) — $k=$ — the time of calculating to 0, 1, ..., $2n-1$ — the periodicity of a trigonometric function — using — a formula (26) and (27) — $k=$ — count loads are reducible by using the result calculated about 0, 1, ..., $n/2$. That is, a formula (28) can be expressed as follows.

[0079]

[Equation 35]

$$\begin{aligned}
 X_3(n, k) &= G_3(n, k) + H_3(n, k) \\
 X_3(n, n - k) &= G_3(n, k) - H_3(n, k) \\
 X_3(n, \frac{3n}{2} - k) &= -X_3(n, \frac{n}{2} + k) \\
 X_3(n, 2n - k) &= -X_3(n, k) \\
 k &= 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1 \\
 X_3(n, 0) &= X_3(n, n) = X_3(n, 2n) = 0 \quad (29)
 \end{aligned}$$

[0080] Since a formula (26) and (27) are DST(s) of Type I of size $n / 2$, it can contract to DST of size 2 repeatedly recursively. Moreover, DST of size 8 is calculable to $k = 0$, and $1, \dots, 16$ using a formula (29).

[0081] Returning to a formula (10), $Q_3(n/4, k)$ of a formula (10) is DST of size 8. $k = 0, 1$, and ... how to calculate from $Q_3(4n/0)$ to $Q_3(4n/63)$ using $Q_3(n/4, k)$ to 16 is explained below.

[0082] Here, although set to $n = 32$, it is count ending also about the multiplier by which even $k = 0$, and $1, \dots, 16$ are count ending, and all the 4th term of a formula (12) is multiplied by the formula (29). About $Q_3(n/4, k)$, if the periodicity of a trigonometric function is used, it can express as follows.

[0083]

[Equation 36]

$$\begin{aligned}
 Q_3(\frac{n}{4}, n - k) &= -Q_3(\frac{n}{4}, k) \\
 Q_3(\frac{n}{4}, \frac{3n}{2} - k) &= Q_3(\frac{n}{4}, \frac{n}{2} - k) \\
 Q_3(\frac{n}{4}, 2n - k) &= -Q_3(\frac{n}{4}, k) \\
 k &= 0, 1, \dots, 16 \quad (30)
 \end{aligned}$$

[0084] That is, since it can ask also about $Q_3(n/4, k)$ by G_3 [as opposed to / finally / $k = 0$, and 1 and 2 in these] ($2k$), and $H_3(2k)$, it is shown that the count loads of a considerable amount are reducible.

[0085] [DST of Type II] type II DST is defined as follows.

[0086]

[Equation 37]

$$\begin{aligned}
 X_4(n, k) &= \sum_{m=0}^{n-1} x_m S_{2n}^{k(2m+1)} \\
 &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{2n}^{k(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} S_{2n}^{k(4m+3)} \\
 &= \frac{1}{2C_{2n}^k} [\\
 &\quad \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} \{ S_{\frac{n}{2}}^{km} + S_n^{k(2m+1)} \} \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} \{ S_{\frac{n}{2}}^{k(m+1)} + S_n^{k(2m+1)} \}] \\
 &= \frac{1}{2C_{2n}^k} \{ \\
 &\quad \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) S_n^{k(2m+1)} \} \quad (31)
 \end{aligned}$$

[0087] Here, the 2nd term of a formula (31) is defined as follows.

[0088]

[Equation 38]

$$G_4(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) S_n^{k(2m+1)} \quad (32)$$

[0089]

[Equation 39]

$$H_4(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) S_n^{km} \quad (33)$$

[0090] If it does so, a formula (31) can be expressed as follows.

[0091]

[Equation 40]

$$X_4(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^k} \{G_4(n, k) + H_4(n, k)\} \quad (34)$$

[0092] a formula (34) — $k =$ — the time of calculating to 0, 1, ..., $2n-1$ — the periodicity of a trigonometric function — using — a formula (32) and (33) — $k =$ — count loads are reducible by using the result calculated about 0, 1, ..., $n/2$. That is, a formula (34) can be expressed as follows.

[0093]

[Equation 41]

$$X_4(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^k} \{G_4(n, k) + H_4(n, k)\} \quad (34)$$

[0094] Since a formula (32) and (33) are DST(s) of Type II of size $n/2$, and Type I, respectively, it can contract to DST of size 2 repeatedly recursively. Moreover, DST of size 8 is calculable to $k=0$, and 1, ..., 16 using a formula (35).

[0095] Returning to a formula (11), $Q_4(n/4, k)$ of a formula (11) is DST of Type II of size 8. $k = 0, 1$, and ... how to calculate from $Q_4(4n/0)$ to $Q_4(4n/63)$ using $Q_4(n/4, k)$ to 16 is explained below.

[0096] Here, although set to $n=32$, it is count ending also about the multiplier by which even $k=0$, and 1, ..., 16 are count ending, and all the 4th term of a formula (12) is multiplied by the formula (35). About $Q_4(n/4, k)$, if the periodicity of a trigonometric function is used, it can express as follows.

[0097]

[Equation 42]

$$\begin{aligned} Q_4\left(\frac{n}{4}, n-k\right) &= -Q_4\left(\frac{n}{4}, k\right) \\ Q_4\left(\frac{n}{4}, \frac{3n}{2}-k\right) &= Q_4\left(\frac{n}{4}, \frac{n}{2}-k\right) \\ Q_4\left(\frac{n}{4}, 2n-k\right) &= -Q_4\left(\frac{n}{4}, k\right) \\ k &= 0, 1, \dots, 15 \end{aligned} \quad (36)$$

[0098] Q_4 [namely,] $(n/4, k)$ — also being related — final — these — $k =$ — since it can ask by $G_4(2k)$ and H_4 to 0 and 1 ($2k$), it is shown that the count loads of a considerable amount are reducible.

[0099] If the above data processing is summarized, the approach of calculating each output of the

subband composition filter bank of MP3 can do a simple notation as follows.

[0100] 1.2 formulas are defined.

[0101]

[Equation 43]

$$\begin{aligned} P_1(k) &= Q_1(8, k) - Q_2(8, k) \\ P_2(k) &= \frac{1}{2C_{32}^k} \{Q_3(8, k) + Q_4(8, k)\} \\ k &= 0, 1, \dots, 15 \end{aligned} \quad (37)$$

[0102] 2. The output X of a subband composition filter bank (32 k) is as follows.

[0103]

[Equation 44]

$$\begin{aligned} X(32, k) &= \frac{1}{2C_{64}^{16+k}} \{P_1(k) + P_2(k)\} \\ X(32, 32 - k) &= -X(32, k) \\ X(32, 48 - k) &= -\frac{1}{2C_{64}^k} \{P_1(16 - k) - P_2(16 - k)\} \\ X(32, 64 - k) &= X(32, 32 + k) \\ k &= 0, 1, \dots, 15 \\ X(32, 0) &= \frac{1}{2C_{64}^{16}} P_1(0) \\ X(32, 16) &= 0 \\ X(32, 48) &= -\{Q_1(8, 0) + Q_2(8, 0)\} \end{aligned} \quad (38)$$

[0104] Next, the gestalt of operation desirable about the audio signal decryption equipment concerning this invention is explained, referring to a drawing.

[0105] The whole gestalt configuration of this operation is the same as that of the conventional equipment shown in drawing 10, and it has the subband composition filter bank 23 which compounds decode and a reverse quantization means 22 performs decode and reverse quantization and restore the subband value of n pieces, and the acquired subband value, and reproduces an audio signal based on a frame decomposition means 21 decompose the encoded bit stream, and bit allocation.

[0106] The signal flow Fig. of the subband composition filter bank which is the principal part in the gestalt of this operation to drawing 1 is shown. As shown in drawing 1, the subband composition filter bank is equipped with the 1st filter bank Q1, 2nd filter bank Q2, 3rd filter bank Q3, and 4th filter bank Q4. The 1st filter bank Q1 and 2nd filter bank Q2 carry out the discrete cosine transform (DCT) of n / the 4= 8 subband inputs (n= 32), and carry out the output of 16 pieces. Moreover, the 3rd filter bank Q3 and 4th filter bank Q4 carry out discrete sign conversion (DST) of n / the 4= 8 subband inputs, and carry out the output of 16 pieces.

[0107] Here, the data which quadrisect the subband value of n= 32 pieces, and are inputted into the 1st filter bank Q1, 2nd filter bank Q2, 3rd filter bank Q3, and 4th filter bank Q4, respectively pretreat according to a degree type.

[0108]

$$\begin{aligned} q_{1-m} &= x_{4m-1} + x_{4m} \quad m=0, 1, \dots, 7 \\ q_{2-m} &= x_{4m+1} + x_{4m+2} \quad m=0, 1, \dots, 7 \\ q_{3-m} &= x_{4m-2} + x_{4m-1} - x_{4m} - x_{4m+1} \quad m=0, 1, \dots, 7 \\ q_{4-m} &= x_{4m+3} + x_{4m+2} - x_{4m+1} - x_{4m} \quad m=0, 1, \dots, 7 \end{aligned} \quad (39)$$

[0109] Drawing 2 to drawing 5 is a signal flow Fig. from a filter bank Q1 to Q4.

[0110] Here, it supplements with the notation approach of the signal flow Fig. of drawing 5 from drawing 1.

[0111] First, as the display of data is shown in drawing 6, it expresses with the figure, the round mark,

and the straight line, a figure expresses the number of data, and the flow of processing goes to the right from the left.

[0112] As processing of data, addition is shown like drawing 7 . In the example of drawing 7 , Data k mean adding Data i and Data j.

[0113] Addition of a sign is expressed with the sign attached the bottom of the straight line which connects the round mark of two data, or horizontally as shown in drawing 8 , and it is set to $j=-i$ in the example of drawing 8 .

[0114] As shown in drawing 9 , multiplication is expressed with the formula $(1/2, C64-2 \text{ grade})$ given to the bottom of the straight line which connects the round mark of two data, or a top, and applies the value of the formula to the data of a left-hand side round mark. In the example of drawing 9 , it becomes $j=a*i$.

[0115] if it finally writes calcium-b [the formula expressed with C 64-2 and C4-1 grade] generally — calcium-b= — $1/[2\cos[(b/a) * \pi]]$

It means.

[0116] According to processing of the gestalt of this operation a passage clear from the signal flow of the gestalt of this operation shown in drawing 5 from drawing 1 , the output of 64 MP3 subband composition filter banks can be obtained by 79 multiplication and 223 addition.

[0117] processing of the conventional subband composition filter bank is shown in drawing 11 — as — 64 processing $R(k)$ — ($k=0, 1, \text{ and } \dots$ it was constituted by 63) and 64 input data of processing $R(k)$ was common. The signal flow of processing [at this time] $R(k)$ was as having been shown in drawing 12 , and in order to obtain the output of 64 pieces, 6144 multiplication and 6080 addition were required for it.

[0118] On the other hand, according to the gestalt of this operation, only four pieces use processing equivalent to the conventional $R(k)$, but there is also little computational complexity needed. Therefore, the count load in a subband composition filter bank is sharply mitigable.

[0119] It cannot be overemphasized that various modification is possible for this invention within the limits of the technical thought which it is not limited to the above-mentioned gestalt of operation, and was indicated to the claim.

[0120]

[Effect of the Invention] Since according to the decryption equipment of the audio signal by this invention it can reduce sharply, it has the amount of operations in a subband composition filter bank and decryption processing can be accelerated more as explained above, the industrial meaning which can be used for devices, such as an MP3 player which has the practical engine performance by the low price, is size very much.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The signal flow Fig. of the subband composition filter bank which is the principal part of this invention.

[Drawing 2] The signal flow Fig. of a filter bank Q1.

[Drawing 3] The signal flow Fig. of a filter bank Q2.

[Drawing 4] The signal flow Fig. of a filter bank Q3.

[Drawing 5] The signal flow Fig. of a filter bank Q4.

[Drawing 6] The explanatory view of the signal flow which writes the display of data.

[Drawing 7] The explanatory view of the signal flow which writes processing of the data of addition.

[Drawing 8] The explanatory view of the signal flow which writes processing of addition of a sign.

[Drawing 9] The explanatory view of the signal flow which writes processing of multiplication.

[Drawing 10] The basic block diagram of MPEG / audio algorithm based on a sub-band-coding method.

[Drawing 11] The explanatory view showing processing of the conventional subband composition filter bank.

[Drawing 12] The signal flow Fig. of conventional filter bank processing $R(k)$.

[Description of Notations]

21 Frame Decomposition Means

22 Decode and Reverse Quantization Means

23 SubBand Composition Filter Bank

[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (J・P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-286713

(P2000-286713A)

(43)公開日 平成12年10月13日(2000.10.13)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード*(参考)

H 0 3 M 7/30

H 0 3 M 7/30

A 5 D 0 4 5

G 1 0 L 19/02

G 1 0 L 7/04

G 5 J 0 6 4

19/00

9/18

M 9 A 0 0 1

審査請求 未請求 請求項の数 2 書面 (全 17 頁)

(21)出願番号

特願平11-127498

(22)出願日

平成11年3月31日(1999.3.31)

(71)出願人 591095856

株式会社ハドソン

北海道札幌市豊平区平岸3条7丁目26番地

(72)発明者 三浦 高志

北海道札幌市南区芸術の森3丁目C-62

株式会社ハドソン中央研究所内

(74)代理人 100102406

弁理士 黒田 健二

Fターム(参考) 5D045 DA20

5J064 AA02 CA02

9A001 BB02 CZ04 EE02 EE04 EE05

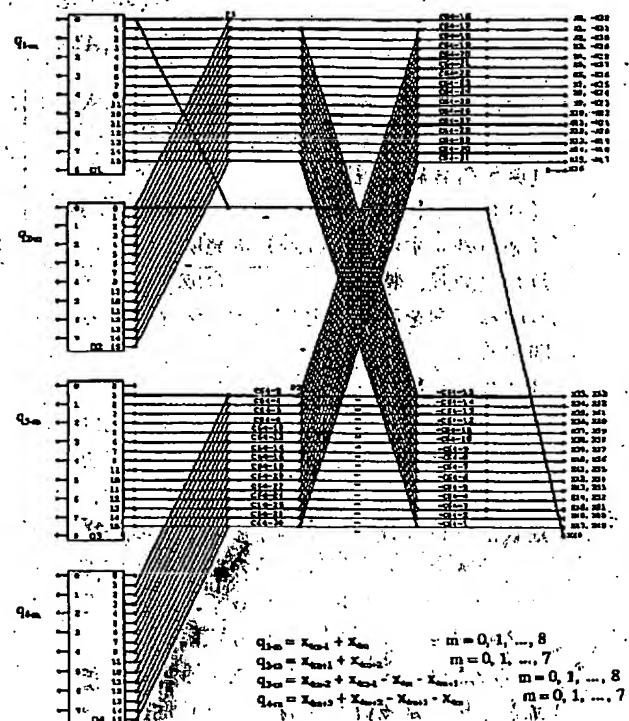
GG01 HH27 KK43

(54)【発明の名称】 オーディオ信号の復号化装置

(57)【要約】

【課題】 サブバンド合成フィルタバンクにおける演算量を大幅に削減でき、もって復号化処理をより高速化できるオーディオ信号の復号化装置を提供すること。

【解決手段】 サブバンド値を合成しオーディオ信号を再現するサブバンド合成フィルタバンクは、 $n/4$ 個のサブバンド入力を離散コサイン変換(DCT)し出力する第1及び第2のフィルタバンクと、 $n/4$ 個のサブバンド入力を離散サイン変換(DST)し出力する第3及び第4のフィルタバンクを備える。 n 個のサブバンド値は4分割して第1のフィルタバンク、第2のフィルタバンク、第3のフィルタバンクおよび第4のフィルタバンクへそれぞれ入力する。第1のフィルタバンクの出力 $Q_1(n/4, k)$ ($k=0, 1, 2, \dots, n/2-1$ 。以下同じ)と第2のフィルタバンクの出力 $Q_2(n/4, k)$ との差 $P_1(k)$ を求め、第3のフィルタバンクの出力 $Q_3(n/4, k)$ と第4のフィルタバンクの出力 $Q_4(n/4, k)$ との和をとり所定の係数を乗じ $P_2(k)$ を求め、 $P_1(k)$ 及び $P_2(k)$ に基づき $n \times 2$ 個の合成フィルタ出力を求める。



(2)

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】符号化されたビットストリームを分解するフレーム分解手段と、ビット割当てに基づいて復号、逆量子化を行い n 個のサブバンド値を復元する復号・逆量子化手段と、得られたサブバンド値を合成しオーディオ信号を再現するサブバンド合成フィルタバンクとからなり、前記サブバンド合成フィルタバンクは、 $n/4$ 個のサブバンド入力を離散コサイン変換(DCT)し出力する第1及び第2のフィルタバンクと、 $n/4$ 個のサブバンド入力を離散サイン変換(DST)し出力する第3及び第4のフィルタバンクを備え、 n 個のサブバンド値を4分割して前記第1のフィルタバンク、第2のフィルタバンク、第3のフィルタバンクおよび第4のフィルタバンクへそれぞれ入力し、前記第1のフィルタバンクの出力 $Q_1(n/4, k)$ ($k=0, 1, 2, \dots, n/2-1$ 。以下同じ)と前記第2のフィルタバンクの出力 $Q_2(n/4, k)$ との差 $P_1(k)$ を求める第1の処理と、前記第3のフィルタバンクの出力 $Q_3(n/4, k)$ と前記第4のフィルタバンクの出力 $Q_4(n/4, k)$ との和をとり所定の係数を乗じ $P_2(k)$ を求める *20

2

*第2の処理と、前記 $P_1(k)$ 及び前記 $P_2(k)$ に基づき $n \times 2$ 個の合成フィルタ出力 $X(n, k)$ を求める第3の処理とを行うことを特徴とするオーディオ信号復号化装置。

【請求項2】前記第1の処理が、

【数1】

$$P_1(k) = Q_1(8, k) - Q_2(8, k) \\ k = 0, 1, \dots, 15$$

であり、前記第2の処理が、

【数2】

$$P_2(k) = \frac{1}{2C_{32}^k} \{Q_3(8, k) + Q_4(8, k)\} \\ k = 0, 1, \dots, 15$$

であり、前記第3の処理が、次のフィルタ出力 $X(32, k)$

【数3】

$$X(32, k) = \frac{1}{2C_{64}^{16+k}} \{P_1(k) + P_2(k)\} \\ X(32, 32-k) = -X(32, k) \\ X(32, 48-k) = -\frac{1}{2C_{64}^k} \{P_1(16-k) - P_2(16-k)\} \\ X(32, 64-k) = X(32, 32+k) \\ k = 0, 1, \dots, 15 \\ X(32, 0) = \frac{1}{2C_{64}^{16}} P_1(0) \\ X(32, 16) = 0 \\ X(32, 48) = -\{Q_1(8, 0) + Q_2(8, 0)\}$$

を求めるものであることを特徴とする請求項1に記載のオーディオ信号復号化装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、オーディオ信号の復号化装置、特にサブバンド合成フィルタバンクにおける演算処理を高能率化したオーディオ信号復号化装置に関する。

【0002】

【従来の技術】オーディオ信号の符号化は、近年のISDNおよびVLSI技術の発展によって急速に注目を集めている。特に、ディジタルオーディオ、ディジタル衛星放送(DSB)、オーディオ信号の蓄積、遠隔会議、マルチメディア応用等でその重要性が増加している。

【0003】MPEG(Moving Picture Expert Group)において、ビデオ信号とともにオーディオ信号を圧縮する世界標準符号化方式が検討され、オーディオ信号の符号化技術については、M

PEG/オーディオ(国際規格ISO/IEC 11172-3)に代表される符号化アルゴリズムが決定され、公開されている。MPEGオーディオ符号化技術については、社団法人 テレビジョン学会編、オーム社発行の「MPEG」に詳しく説明されている。また、IEEE マルチメディアジャーナル1995年夏号には、デイビス・パン著「MPEG/オーディオデータ圧縮チュートリアル」にMPEGオーディオ圧縮理論が解説されている。

【0004】MPEG/オーディオのアルゴリズムはレイヤ1、レイヤ2、レイヤ3の3種類のアルゴリズムから構成され、レイヤ1からレイヤ3の順で複雑になるが、アルゴリズムが32帯域のサブバンド符号化に基づいており、チャンネル数が2、サンプリング周波数が32, 44.1, 48kHzのいずれかである点で共通している(以下、MPEG/オーディオ・レイヤ3のアルゴリズムを特にMP3と呼ぶ)。ここで、サブバンド符号化とは、聴覚特性を利用して信号を複数のサブバンド

(3)

に分割して、それぞれのバンドを異なる量子化特性で量子化する符号化方式である。

【0005】 図10に、サブバンド符号化方式に基づいたMPEG/オーディオアルゴリズムの基本ブロック図を示す。入力されたオーディオ信号は、入力を複数のサブバンドに分けるフィルタバンク11を通る。同時に、入力されたオーディオ信号は、各サブバンドのマスキング閾値に対する信号エネルギーの比率を決定する心理聴覚モデル12を通る。心理聴覚モデル12に基づいたビット割当てに従って量子化・符号化手段13により量子化および符号化した後、必要に応じ図示しないアンシラリデータ（利用者が任意に定義できるデータ）を合わせて、フォーマット手段14によりビットストリーム中にフォーマットする。このように符号化されたビットストリームは、CD-ROM等の蓄積媒体に格納されたり、通信回線等の伝送路で伝送される。復号は、フレーム分解手段21においてまず付加されたアンシラリデータを分離してビットストリームを分解する。次いで、サイド情報として送られたビット割当てに基づいて復号・逆量子化手段22により復号、逆量子化を行いサブバンド値を復元する。最後に、サブバンド合成フィルタバンク23によりサブバンド値を合成しオーディオ信号を再現する。

【0006】ところで、復号化におけるサブバンド合成フィルタバンクは、周波数成分に分割された信号をもとの時系列オーディオ信号にもどす機能を有しており、この機能を実現するために、離散コサイン変換(DCT)、変形離散コサイン変換(MDCT)といった三角関数で記述される変換処理を行っている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、MP3の規格書に規定された変換処理をそのまま実行すると、角度の計算に要する加算・乗算も考慮に入れた場合の演算処理量は、64個の出力を得るために61.4回の乗算と6080回の加算が必要であり、計算負荷が大きかった。このため、従来のMP3復号化による機器、例えばMP3プレーヤでは、低価格で実用的な性能を得ることが困難であった。

【0008】そこで本発明の目的は、こうした従来技術の欠点を解決し、サブバンド合成フィルタバンクにおける演算量を大幅に削減でき、もって復号化処理をより高速化できるオーディオ信号の復号化装置を提供すること

にある。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために、本発明は、符号化されたビットストリームを分解するフレーム分解手段と、ビット割当てに基づいて復号、逆量子化を行いn個のサブバンド値を復元する復号・逆量子化手段と、得られたサブバンド値を合成しオーディオ信号を再現するサブバンド合成フィルタバンクとからなり、サブバンド合成フィルタバンクは、n/4個のサブバンド入力を離散コサイン変換(DCT)し出力する第1及び第2のフィルタバンクと、n/4個のサブバンド入力を離散サイン変換(DST)し出力する第3及び第4のフィルタバンクを備え、n個のサブバンド値を4分割して第1のフィルタバンク、第2のフィルタバンク、第3のフィルタバンクおよび第4のフィルタバンクへそれぞれ入力し、第1のフィルタバンクの出力 $Q_1(n/4, k)$ ($k=0, 1, 2, \dots, n/2-1$ 。以下同じ)と第2のフィルタバンクの出力 $Q_2(n/4, k)$ との差 $P_1(k)$ を求める第1の処理と、第3のフィルタバンクの出力 $Q_3(n/4, k)$ と第4のフィルタバンクの出力 $Q_4(n/4, k)$ との和をとり所定の係数を乗じ $P_2(k)$ を求める第2の処理と、 $P_1(k)$ 及び $P_2(k)$ に基づき $n \times 2$ 個の合成フィルタ出力 $X(n, k)$ を求める第3の処理とを行うことを特徴とするオーディオ信号復号化装置を提供する。

【0010】この場合において、第1の処理が、

【0011】

【数4】

$$P_1(k) = Q_1(8, k) - Q_2(8, k)$$

$$k = 0, 1, \dots, 15$$

【0012】であり、第2の処理が、

【0013】

【数5】

$$P_2(k) = \frac{1}{2C_{32}^k} \{Q_3(8, k) + Q_4(8, k)\}$$

$$k = 0, 1, \dots, 15$$

【0014】であり、第3の処理が、次のフィルタ出力 $X(32, k)$

【0015】

【数6】

(4)

5

$$\begin{aligned}
 X(32, k) &= \frac{1}{2C_{64}^{16+k}} \{P_1(k) + P_2(k)\} \\
 X(32, 32 - k) &= -X(32, k) \\
 X(32, 48 - k) &= -\frac{1}{2C_{64}^k} \{P_1(16 - k) - P_2(16 - k)\} \\
 X(32, 64 - k) &= X(32, 32 + k) \\
 k &= 0, 1, \dots, 15 \\
 X(32, 0) &= \frac{1}{2C_{64}^{16}} P_1(0) \\
 X(32, 16) &= 0 \\
 X(32, 48) &= -\{Q_1(8, 0) + Q_2(8, 0)\}
 \end{aligned}$$

【0016】を求めるものであることが好ましい。

【0017】

【発明の実施の形態】本発明に係るオーディオ信号復号化装置について実施の形態の全体構成を説明する前に、まずその主要部をなすサブバンド合成フィルタバンクにおけるアルゴリズムを詳細に説明する。

【0018】今、MPEG/オーディオのレイヤ3 (MP3) におけるサブバンド合成フィルタバンクを高速化

することを例にとり、そのための高速DCTアルゴリズムの適用を検討する。

【0019】

【サブバンド合成フィルタバンクを4つの項で記述する】MP3のサブバンド合成フィルタバンクでは入力の数値が32で出力の数値が64である。入力の数値を n ($=32$) と表記したときの変換式は次式で表される。

$$X(n, k) = \sum_{m=0}^{n-1} x_m \times \cos\left\{\frac{(k + \frac{n}{2})(2m+1)}{2n}\pi\right\} \quad (1)$$

$k = 0, 1, \dots, 2n - 1$

【0020】

【数7】

【0021】

【0022】

【数8】

$$C_a^b = \cos\left(\frac{b}{a}\pi\right), \quad S_a^b = \sin\left(\frac{b}{a}\pi\right) \quad (2)$$

$$\begin{aligned}
 X(n, k) &= \frac{1}{2C_{2n}^{k+\frac{n}{2}}} \{ \\
 &\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m-1} + x_{2m}) (-1)^m C_{\frac{n}{2}}^{km} \\
 &- \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) (-1)^m S_n^{k(2m+1)} \} \quad (5)
 \end{aligned}$$

【0030】式(5)に着目し、 $(-1)^m$ を削除するために、 m が偶数の項と奇数の項に分割して表すと次の通りである。

【0031】

6

【0023】式(2)を式(1)に適用すると、次式の様に表すことができる。

【0024】

【数9】

$$X(n, k) = \sum_{m=0}^{n-1} x_m \times C_{2n}^{(k+\frac{n}{2})(2m+1)} \quad (3)$$

【0025】式(3)はサイズ32のいわゆるタイプIのDCTに類似しているので、高速DCTのアルゴリズムを用いることで、サイズ2まで縮小して演算を高速化することが可能と推定される。

【0026】そこで、式(1)を偶数項と奇数項に分割する。

【0027】

【数10】

$$\begin{aligned}
 X(n, k) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} C_{2n}^{(k+\frac{n}{2})(4m+1)} \\
 &+ \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} C_{2n}^{(k+\frac{n}{2})(4m+3)} \quad (4)
 \end{aligned}$$

【0028】式(4)は、式(2)の定義及び三角関数の公式に従い、かつ、 $x_n = 0$ および $x_{-1} = 0$ の関係より、次式のように変形できる。

【0029】

【数11】

【数12】

(5)

$$X(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^{k+\frac{1}{2}}} \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-1} + x_{4m}) C_{\frac{n}{4}}^{km} \\ & - \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+1} + x_{4m+2}) C_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \\ & - \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m} + x_{4m+1}) S_n^{k(4m+1)} \\ & + \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+2} + x_{4m+3}) S_n^{k(4m+3)} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & - \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m} + x_{4m+1}) S_n^{k(4m+1)} \\ & + \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+2} + x_{4m+3}) S_n^{k(4m+3)} \\ & = \frac{1}{2C_n^k} \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-2} + x_{4m-1} - x_{4m} - x_{4m+1}) S_{\frac{n}{4}}^{km} \\ & + \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+3} + x_{4m+2} - x_{4m+1} - x_{4m}) S_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \end{aligned} \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

【0034】ここで、次のように定義を行う。

* 【数1.4】

【0035】

* 30

$$Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-1} + x_{4m}) C_{\frac{n}{4}}^{km} \quad (8)$$

【0036】

※ ※ 【数1.5】

$$Q_2\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+1} + x_{4m+2}) C_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \quad (9)$$

【0037】

★ ★ 【数1.6】

$$Q_3\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}} (x_{4m-2} + x_{4m-1} - x_{4m} - x_{4m+1}) S_{\frac{n}{4}}^{km} \quad (10)$$

【0038】

☆ ☆ 【数1.7】

$$Q_4\left(\frac{n}{4}, k\right) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m+3} + x_{4m+2} - x_{4m+1} - x_{4m}) S_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \quad (11)$$

【0039】式(8)から式(11)を用いると、式 50 (6)のMP3の合成フィルタバンクは次のように表せ

【0032】次に、式(6)における最後の2項に着目すると、三角関数の公式に従い、かつ、 $x-2=0$ および $x-1=0$ より、次式の様に変形できる。

【0033】

【数1.3】

(6)

9

10

る。

* 【数18】

【0040】

*

$$X(n, k) = \frac{1}{2C_n^{k+\frac{1}{2}}} \left[Q_1\left(\frac{n}{4}, k\right) - Q_2\left(\frac{n}{4}, k\right) + \frac{1}{2C_n^k} \{ Q_3\left(\frac{n}{4}, k\right) + Q_4\left(\frac{n}{4}, k\right) \} \right] \quad (12)$$

【0041】式(12)の4つの項は、それぞれ、サイ ※【0042】[タイプIのDCT] タイプIのDCTは
ズ8のDCTまたはDSTである。以下、4項それぞれ 10 次の通り定義される。
について、本発明に従い計算負荷がどのように削減され 【0043】
るかを説明する。 ※ 【数19】

$$\begin{aligned} X_1(n, k) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_m C_n^{km} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m} C_{\frac{n}{2}}^{km} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m+1} C_n^{k(2m+1)} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m} C_{\frac{n}{2}}^{km} \\ &\quad + \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \end{aligned} \quad (13)$$

【0044】ここで、式(13)の2つの項を次のよう ★【0045】
に定義する。 ★ 【数20】

$$\begin{aligned} G_1(n, k) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} x_{2m} C_{\frac{n}{2}}^{km} \\ k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2} \end{aligned} \quad (14)$$

【0046】

☆ ☆ 【数21】

$$H_1(n, k) = \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (15)$$

【0047】そうすると、式(13)は次のように表す ◆【0048】
ことができる。 ◆ 【数22】

$$\begin{aligned} X_1(n, k) &= G_1(n, k) + H_1(n, k) \\ k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1 \end{aligned} \quad (16)$$

【0049】式(16)を $k=0, 1, \dots, 2n-1$
1に対して計算するときには、三角関数の周期性を利用
して式(15)、(16)を $k=0, 1, \dots, n/2$
2について計算した結果を用いることで計算負荷を削減
することができる。

【0050】すなわち、(16)は、次のように表すこ
とができる。

【0051】

【数23】

(7)

11

$$\begin{aligned}
 X_1(n, k) &= G_1(n, k) + H_1(n, k) \\
 X_1(n, n-k) &= G_1(n, k) - H_1(n, k) \\
 X_1(n, \frac{3n}{2} - k) &= X_1(n, \frac{n}{2} + k) \\
 X_1(n, 2n-k) &= X_1(n, k) \\
 k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1 \\
 X_1(n, \frac{n}{2}) &= G_1(n, \frac{n}{2})
 \end{aligned}$$

12

(17)

【0052】式(14)、(15)はサイズ $n/2$ のタイプIのDCTであるので、再帰的に繰り返してサイズ2のDCTまで縮約することができる。また、式(17)を用いて、サイズ8のDCTを $k=0, 1, \dots, 16$ まで計算することができる。

【0053】式(8)にもとって、式(8)の $Q_1(n/4, k)$ は、サイズ8のDCTである。 $k=0, 1, \dots, 16$ に対する $Q_1(n/4, k)$ を用いて $Q_1(n/4, 0)$ から $Q_1(n/4, 63)$ までを計算*

【0054】ここでは、 $n=32$ となるが、式(17)によって $k=0, 1, \dots, 16$ までが計算済みである。式(12)の4つの項すべてに掛けられる係数と $Q_1(n/4, k)$ について、三角関数の周期性を利用すると、次のように表すことができる。

【0055】
【数24】

$$\begin{aligned}
 Q_1(\frac{n}{4}, k) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{4}-1} (x_{4m-1} + x_{4m}) C_{\frac{n}{4}}^{km} \\
 k &= 0, 1, \dots, 16 \\
 Q_1(\frac{n}{4}, n-k) &= Q_1(\frac{n}{4}, k) \\
 Q_1(\frac{n}{4}, \frac{3n}{2} - k) &= Q_1(\frac{n}{4}, \frac{n}{2} + k) \\
 Q_1(\frac{n}{4}, 2n-k) &= Q_1(\frac{n}{4}, k) \\
 k &= 0, 1, \dots, 15
 \end{aligned}$$

(18)

【0056】すなわち、 $Q_1(n/4, k)$ に関しては、 $k=0, 1, \dots, 16$ に対する値を計算すれば、 $k=0, 1, \dots, 63$ に対応する値が得られるので計算負荷が4分の1で済むことを示している。しかも、これらの値は $k=0, 1, \dots, 8$ に対する $G_1(8, k)$ と $H_1(8, k)$ によって求めることができ、最終的にはこれらは $k=0, 1$ に対する $G_1(2, k)$ と $H_1(2, k)$ によって求めることができるので、相当量の計算負荷を削減できることを示している。

【0057】[タイプIIのDCT] タイプIIのDCTは次の通り定義される。

【0058】
【数25】

(8)

13

14

$$\begin{aligned}
X_2(n, k) &= \sum_{m=0}^{n-1} x_m C_{2n}^{k(2m+1)} \\
&= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} C_{2n}^{k(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} C_{2n}^{k(4m+3)} \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} [\\
&\quad \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} \{ C_{\frac{n}{2}}^{km} + C_n^{k(2m+1)} \} \\
&\quad + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} \{ C_{\frac{n}{2}}^{k(m+1)} + C_n^{k(2m+1)} \}] \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \{ \\
&\quad \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \\
&\quad + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) C_n^{k(2m+1)} \} \quad (19)
\end{aligned}$$

【0059】ここで、式(19)の2つの項を次のよう * 【0060】
に定義する。 * 【数26】

$$\begin{aligned}
G_2(n, k) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) C_{\frac{n}{2}}^{km} \\
k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2} \quad (20)
\end{aligned}$$

【0061】 ※ ※ 【数27】

$$H_2(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) C_n^{k(2m+1)} \quad (21)$$

【0062】そうすると、式(19)は次のように表す ★ 【0063】
ことができる。 ★ 【数28】

$$\begin{aligned}
X_2(n, k) &= \frac{G_2(n, k) + H_2(n, k)}{2C_{2n}^k} \\
k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1 \\
X_2(n, \frac{n}{2}) &= G_2(n, \frac{n}{2}) \quad (22)
\end{aligned}$$

【0064】式(22)を $k=0, 1, \dots, 2n-1$ に対して計算するときには、三角関数の周期性を利用して式(20), (21)を $k=0, 1, \dots, n/2$ について計算した結果を用いることで計算負荷を削減 40 することができる。すなわち、式(22)は、次のように表すことができる。

【0065】

【数29】

(9)

15

16

$$\begin{aligned}
 X_2(n, k) &= \frac{1}{2C_{2n}^k} \{G_2(n, k) + H_2(n, k)\} \\
 X_2(n, n-k-1) &= \frac{1}{2C_{2n}^{n-k-1}} \{G_2(n, k+1) - H_2(n, k+1)\} \\
 X_2(n, \frac{3n}{2} - k - 1) &= -X_2(n, \frac{n}{2} + k + 1) \\
 X_2(n, 2n - k - 1) &= -X_2(n, k + 1) \\
 k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2} - 1 \\
 X_2(n, n) &= 0, \quad X_2(n, 2n) = -X_2(n, 0) \quad (23)
 \end{aligned}$$

【0066】式(20), (21)はそれぞれサイズ $n/2$ のタイプIとタイプIIのDCTであるので、再帰的に繰り返してサイズ2のDCTまで縮約することができる。また、式(23)を用いて、サイズ8のDCTを $k=0, 1, \dots, 16$ まで計算することができる。

【0067】式(9)にもどって、式(9)の $Q_2(n/4, k)$ は、サイズ8のタイプIIのDCTである。 $k=0, 1, \dots, 16$ に対する $Q_2(n/4, k)$ を用いて $Q_2(n/4, 0)$ から $Q_2(n/4, 63)$ ま

*で計算する方法を以下説明する。

【0068】ここでは、 $n=32$ となるが、式(17)によって $k=0, 1, \dots, 16$ までが計算済みであり、式(12)の4つの項すべてに掛けられる係数についても計算済みである。 $Q_2(n/4, k)$ について、三角関数の周期性を利用すると、次のように表すことができる。

【0069】

【数30】

$$\begin{aligned}
 Q_2(\frac{n}{2}, k) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{4m+1} + x_{4m+2}) C_{\frac{n}{2}}^{k(2m+1)} \\
 k &= 0, 1, \dots, 16 \\
 Q_2(\frac{n}{2}, n-k) &= Q_2(\frac{n}{4}, k) \\
 Q_2(\frac{n}{2}, \frac{3n}{2} - k) &= Q_2(\frac{n}{4}, \frac{n}{2} + k) \\
 Q_2(\frac{n}{2}, 2n - k) &= Q_2(\frac{n}{4}, k) \\
 k &= 0, 1, \dots, 15 \quad (24)
 \end{aligned}$$

【0070】すなわち、 $Q_2(n/4, k)$ に関して、最終的にはこれらは $k=0, 1$ に対する $G_2(2, k)$ と $H_2(2, k)$ によって求めることができるので、相当量の計算負荷を削減できることを示している。※

※【0071】[タイプIのDST]タイプIのDSTは次の通り定義される。

【0072】

【数31】

$$\begin{aligned}
 X_3(n, k) &= \sum_{m=0}^n x_m S_n^{km} \\
 &= \sum_{m=1}^{n-1} x_m S_n^{km} \\
 &= \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} S_n^{k(2m+1)} \\
 &= \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} \\
 &\quad + \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (25)
 \end{aligned}$$

【0073】ここで、式(25)の2つの項を次のように定義する。

【0074】

【数32】

(10)

17

18

$$G_3(n, k) = \frac{1}{2C_n^k} \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m-1} + x_{2m+1}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (26)$$

【0075】

* * 【数33】

$$H_3(n, k) = \sum_{m=1}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (27)$$

【0076】そうすると、式(25)は次のように表すことができる。 ※【0077】

※10 【数34】

$$X_3(n, k) = G_3(n, k) + H_3(n, k)$$

$$k = 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1$$

$$X_3(n, \frac{n}{2}) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (-1)^m x_{2m+1} \quad (28)$$

【0078】式(28)を $k=0, 1, \dots, 2n-1$ に対して計算するときには、三角関数の周期性を利用して式(26), (27)を $k=0, 1, \dots, n/2$ について計算した結果を用いることで計算負荷を削減★20

★することができる。すなわち、式(28)は、次のように表すことができる。

【0079】

【数35】

$$X_3(n, k) = G_3(n, k) + H_3(n, k)$$

$$X_3(n, n-k) = G_3(n, k) - H_3(n, k)$$

$$X_3(n, \frac{3n}{2} - k) = -X_3(n, \frac{n}{2} + k)$$

$$X_3(n, 2n-k) = -X_3(n, k)$$

$$k = 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1$$

$$X_3(n, 0) = X_3(n, n) = X_3(n, 2n) = 0 \quad (29)$$

【0080】式(26), (27)はサイズ $n/2$ のタイプIのDSTであるので、再帰的に繰り返してサイズ2のDSTまで縮約することができる。また、式(29)を用いて、サイズ8のDSTを $k=0, 1, \dots, 16$ まで計算することができる。

【0081】式(10)にもとって、式(10)の $Q_3(n/4, k)$ は、サイズ8のDSTである。 $k=0, 1, \dots, 16$ に対する $Q_3(n/4, k)$ を用いて $Q_3(n/4, 0)$ から $Q_3(n/4, 63)$ までを計算★

☆する方法を以下説明する。

【0082】ここでは、 $n=32$ となるが、式(29)によって $k=0, 1, \dots, 16$ までが計算済みであり、式(12)の4つの項すべてに掛けられる係数についても計算済みである。 $Q_3(n/4, k)$ について、三角関数の周期性を利用すると、次のように表すことができる。

【0083】

【数36】

$$Q_3(\frac{n}{4}, n-k) = -Q_3(\frac{n}{4}, k)$$

$$Q_3(\frac{n}{4}, \frac{3n}{2} - k) = Q_3(\frac{n}{4}, \frac{n}{2} - k)$$

$$Q_3(\frac{n}{4}, 2n-k) = -Q_3(\frac{n}{4}, k)$$

$$k = 0, 1, \dots, 16 \quad (30)$$

【0084】すなわち、 $Q_3(n/4, k)$ に関して、最終的にはこれらは $k=0, 1, 2$ に対する $G_3(2, k)$ と $H_3(2, k)$ によって求めることができるので、相当量の計算負荷を削減できることを示している。

【0085】【タイプIIのDST】タイプIIのDSTは次の通り定義される。

【0086】

【数37】

(11)

19

20

$$\begin{aligned}
X_4(n, k) &= \sum_{m=0}^{n-1} x_m S_{2n}^{k(2m+1)} \\
&= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} S_{2n}^{k(4m+1)} + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} S_{2n}^{k(4m+3)} \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \left[\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m} \{S_{\frac{n}{2}}^{km} + S_n^{k(2m+1)}\} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} x_{2m+1} \{S_{\frac{n}{2}}^{k(m+1)} + S_n^{k(2m+1)}\} \right] \\
&= \frac{1}{2C_{2n}^k} \left\{ \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) S_n^{k(2m+1)} \right\} \quad (31)
\end{aligned}$$

【0087】ここで、式(31)の2つの項を次のよう * 【0088】
に定義する。 * 【数38】

$$G_4(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (x_{2m} + x_{2m+1}) S_n^{k(2m+1)} \quad (32)$$

【0089】 ※ ※ 【数39】

$$H_4(n, k) = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}} (x_{2m-1} + x_{2m}) S_{\frac{n}{2}}^{km} \quad (33)$$

【0090】そうすると、式(31)は次のように表す 30 ★ 【0091】
ことができる。 ★ 【数40】

$$X_4(n, k) = \frac{1}{2C_{2n}^k} \{G_4(n, k) + H_4(n, k)\} \quad (34)$$

【0092】式(34)を $k=0, 1, \dots, 2n-1$ に対して計算するときには、三角関数の周期性を利用して式(32), (33)を $k=0, 1, \dots, n/2$ について計算した結果を用いることで計算負荷を削減することができる。すなわち、式(34)は、次のように表すことができる。

【0093】

【数41】

(12)

21

$$\begin{aligned}
 X_4(n, k) &= \frac{1}{2C_{2n}^k} \{ \\
 G_4(n, k) &+ H_4(n, k) \} \\
 X_4(n, n-k-1) &= \frac{1}{2C_{2n}^{n-k-1}} \{ \\
 G_4(n, k+1) &- H_4(n, k+1) \} \\
 X_4(n, \frac{3n}{2}-k) &= X_4(n, \frac{n}{2}+k) \\
 X_4(n, 2n-k) &= X_4(n, k) \\
 k &= 0, 1, \dots, \frac{n}{2}-1 \\
 X_4(n, \frac{n}{2}) &= \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} (-1)^m (x_{2m} + x_{2m+1}) \\
 X_4(n, n) &= \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m x_m \\
 X_4(n, 0) &= X_4(n, 2n) = 0
 \end{aligned}
 \tag{35}$$

【0094】式(32), (33)はそれぞれサイズ $n/2$ のタイプIIとタイプIのDSTであるので、再帰的に繰り返してサイズ2のDSTまで縮約することができる。また、式(35)を用いて、サイズ8のDSTを $k=0, 1, \dots, 16$ まで計算することができる。

【0095】式(11)にもどって、式(11)の $Q_4(n/4, k)$ は、サイズ8のタイプIIのDSTである。 $k=0, 1, \dots, 16$ に対する $Q_4(n/4, k)$ を用いて $Q_4(n/4, 0)$ から $Q_4(n/4, 6)$ までを計算する方法を以下説明する。

【0096】ここでは、 $n=32$ となるが、式(35)によって $k=0, 1, \dots, 16$ までが計算済みであり、式(12)の4つの項すべてに掛けられる係数についても計算済みである。 $Q_4(n/4, k)$ について、三角関数の周期性を利用すると、次のように表すことができる。

【0097】

【数42】

$$\begin{aligned}
 Q_4(\frac{n}{4}, n-k) &= -Q_4(\frac{n}{4}, k) \\
 Q_4(\frac{n}{4}, \frac{3n}{2}-k) &= Q_4(\frac{n}{4}, \frac{n}{2}-k) \\
 Q_4(\frac{n}{4}, 2n-k) &= -Q_4(\frac{n}{4}, k) \\
 k &= 0, 1, \dots, 15
 \end{aligned}
 \tag{36}$$

【0098】すなわち、 $Q_4(n/4, k)$ に関して、最終的にはこれらは $k=0, 1$ に対する $G_4(2, k)$ と $H_4(2, k)$ によって求めることができるので、相当量の計算負荷を削減できることを示している。

【0099】以上の演算処理をまとめると、MP3のサ※40

※ブロードバンド合成フィルタバンクの各出力を計算する方法は次のように簡略表記ができる。

【0100】1. 2つの式を定義する。

【0101】

【数43】

$$\begin{aligned}
 P_1(k) &= Q_1(8, k) - Q_2(8, k) \\
 P_2(k) &= \frac{1}{2C_{32}^k} \{ Q_3(8, k) + Q_4(8, k) \} \\
 k &= 0, 1, \dots, 15
 \end{aligned}
 \tag{37}$$

【0102】2. サブバンド合成フィルタバンクの出力 $X(32, k)$ は、次の通りである。

【0103】

【数44】

(13)

23

$$\begin{aligned}
 X(32, k) &= \frac{1}{2C_{64}^{16+k}} \{P_1(k) + P_2(k)\} \\
 X(32, 32 - k) &= -X(32, k) \\
 X(32, 48 - k) &= -\frac{1}{2C_{64}^k} \{P_1(16 - k) - P_2(16 - k)\} \\
 X(32, 64 - k) &= X(32, 32 + k) \\
 k &= 0, 1, \dots, 15 \\
 X(32, 0) &= \frac{1}{2C_{64}^{16}} P_1(0) \\
 X(32, 16) &= 0
 \end{aligned}$$

$$X(32, 48) = -\{Q_1(8, 0) + Q_2(8, 0)\} \quad (38)$$

【0104】次に、本発明に係るオーディオ信号復号化装置について好ましい実施の形態を図面を参照しつつ説明する。

【0105】本実施の形態の全体構成は、図10に示す従来の装置と同様であり、符号化されたビットストリームを分解するフレーム分解手段21と、ビット割当てに基づいて復号、逆量子化を行いn個のサブバンド値を復元する復号・逆量子化手段22と、得られたサブバンド値を合成しオーディオ信号を再現するサブバンド合成フ

ィルタバンク23を有している。
【0106】図1に本実施の形態における主要部であるサブバンド合成フィルタバンクのシグナルフロー図を示す。図1に示すようにサブバンド合成フィルタバンクは第1のフィルタバンクQ1、第2のフィルタバンクQ

* 2、第3のフィルタバンクQ3及び第4のフィルタバンクQ4を備えている。第1のフィルタバンクQ1及び第2のフィルタバンクQ2は、 $n/4=8$ 個 ($n=32$) のサブバンド入力を離散コサイン変換 (DCT) し16個の出力をする。また、第3のフィルタバンクQ3及び第4のフィルタバンクQ4は、 $n/4=8$ 個のサブバンド入力を離散サイン変換 (DST) し16個の出力をする。

【0107】ここで、 $n=32$ 個のサブバンド値を4分割して第1のフィルタバンクQ1、第2のフィルタバンクQ2、第3のフィルタバンクQ3および第4のフィルタバンクQ4へそれぞれ入力するデータは、次式に従い前処理を行ったものである。

【0108】

$$\begin{aligned}
 q_{1-m} &= x_{4m-1} + x_{4m} & m=0, 1, \dots, 8 \\
 q_{2-m} &= x_{4m+1} + x_{4m+2} & m=0, 1, \dots, 7 \\
 q_{3-m} &= x_{4m-2} + x_{4m-1} - x_{4m} - x_{4m+1} & m=0, 1, \dots, 8 \\
 q_{4-m} &= x_{4m+3} + x_{4m+2} - x_{4m+1} - x_{4m} & m=0, 1, \dots, 7
 \end{aligned}$$

(39)

【0109】図2から図5は、フィルタバンクQ1からQ4までのシグナルフロー図である。

【0110】ここで、図1から図5のシグナルフロー図の表記方法を補足する。

【0111】まずデータの表示は、図6に示すように、数字と丸印と直線で表しており、数字はデータの番号を表し、処理の流れは左から右に進む。

【0112】データの処理として、加算は図7のように示される。図7例では、データkはデータiとデータjを加算することを意味する。

【0113】符号の付加は、図8に示すように2つのデータの丸印を接続する直線の下もしくは横に付された符号で表しており、図8の例では $j = -i$ となる。

【0114】乗算は、図9に示すように、2つのデータの丸印を接続する直線の下または上に付された数式 ($1/2$, C_{64-2} 等) で表しており、左側の丸印のデータにその数式の値を掛ける。図9の例では $j = a * i$ となる。

【0115】最後に、 C_{64-2} , C_{4-1} 等で表した数式を一般的に C_{a-b} と表記すると、
 $C_{a-b} = 1 / [2 \cos \{(b/a) * \pi\}]$
 を意味している。

【0116】図1から図5に示す本実施の形態のシグナルフローから明らかな通り、本実施の形態の処理によれば、79回の乗算と223回の加算により64個のMP3サブバンド合成フィルタバンクの出力を得ることができる。

【0117】従来のサブバンド合成フィルタバンクの処理は、図11に示すように64個の処理 $R(k)$ ($k=0, 1, \dots, 63$) により構成されており、64個の処理 $R(k)$ の入力データは共通であった。このときの処理 $R(k)$ のシグナルフローは、図12に示した通りであり、64個の出力を得るためには、6144回の乗算と6080回の加算が必要であった。

【0118】これに対し、本実施の形態によれば、従来の $R(k)$ に相当する処理を4個しか使用せず、必要と

50

(14)

25

される計算量も少ない。したがって、サブバンド合成フィルタバンクにおける計算負荷を大幅に軽減することができる。

【0119】本発明は、上記した実施の形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記載した技術的思想の範囲内において、種々の変更が可能なのはいうまでもない。

【0120】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によるオーディオ信号の復号化装置によれば、サブバンド合成フィルタバンクにおける演算量を大幅に削減でき、もって復号化処理をより高速化できるので、低価格で実用的な性能を有するMP3プレーヤ等の機器に利用できる工業的意義は極めて大である。

【図面の簡単な説明】

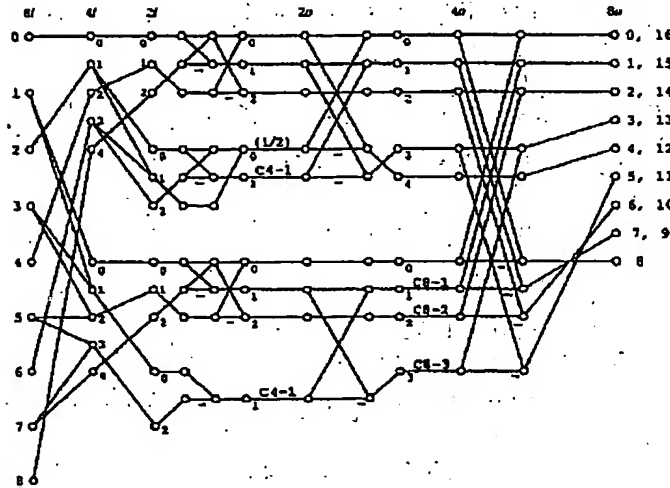
【図1】本発明の主要部であるサブバンド合成フィルタバンクのシグナルフロー図。

【図2】フィルタバンクQ1のシグナルフロー図。

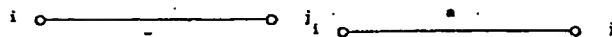
【図3】フィルタバンクQ2のシグナルフロー図。

【図4】フィルタバンクQ3のシグナルフロー図。

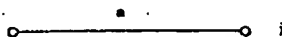
【図2】



【図8】



【図9】



26

【図5】フィルタバンクQ4のシグナルフロー図。

【図6】データの表示を表記するシグナルフローの説明図。

【図7】加算のデータの処理を表記するシグナルフローの説明図。

【図8】符号の付加の処理を表記するシグナルフローの説明図。

【図9】乗算の処理を表記するシグナルフローの説明図。

【図10】サブバンド符号化方式に基づいたMPEG/オーディオアルゴリズムの基本ブロック図。

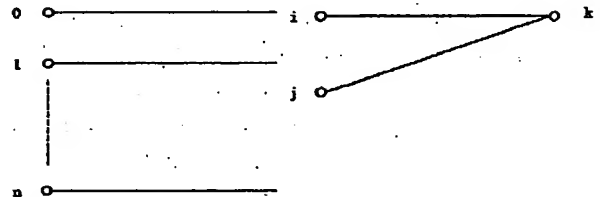
【図11】従来のサブバンド合成フィルタバンクの処理を示す説明図。

【図12】従来のフィルタバンク処理R(k)のシグナルフロー図。

【符号の説明】

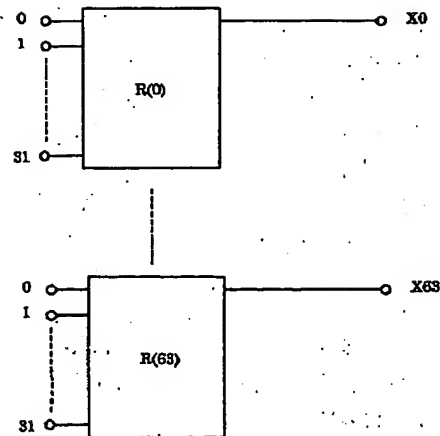
- 21 フレーム分解手段
- 22 復号・逆量子化手段
- 23 サブバンド合成フィルタバンク

【図6】



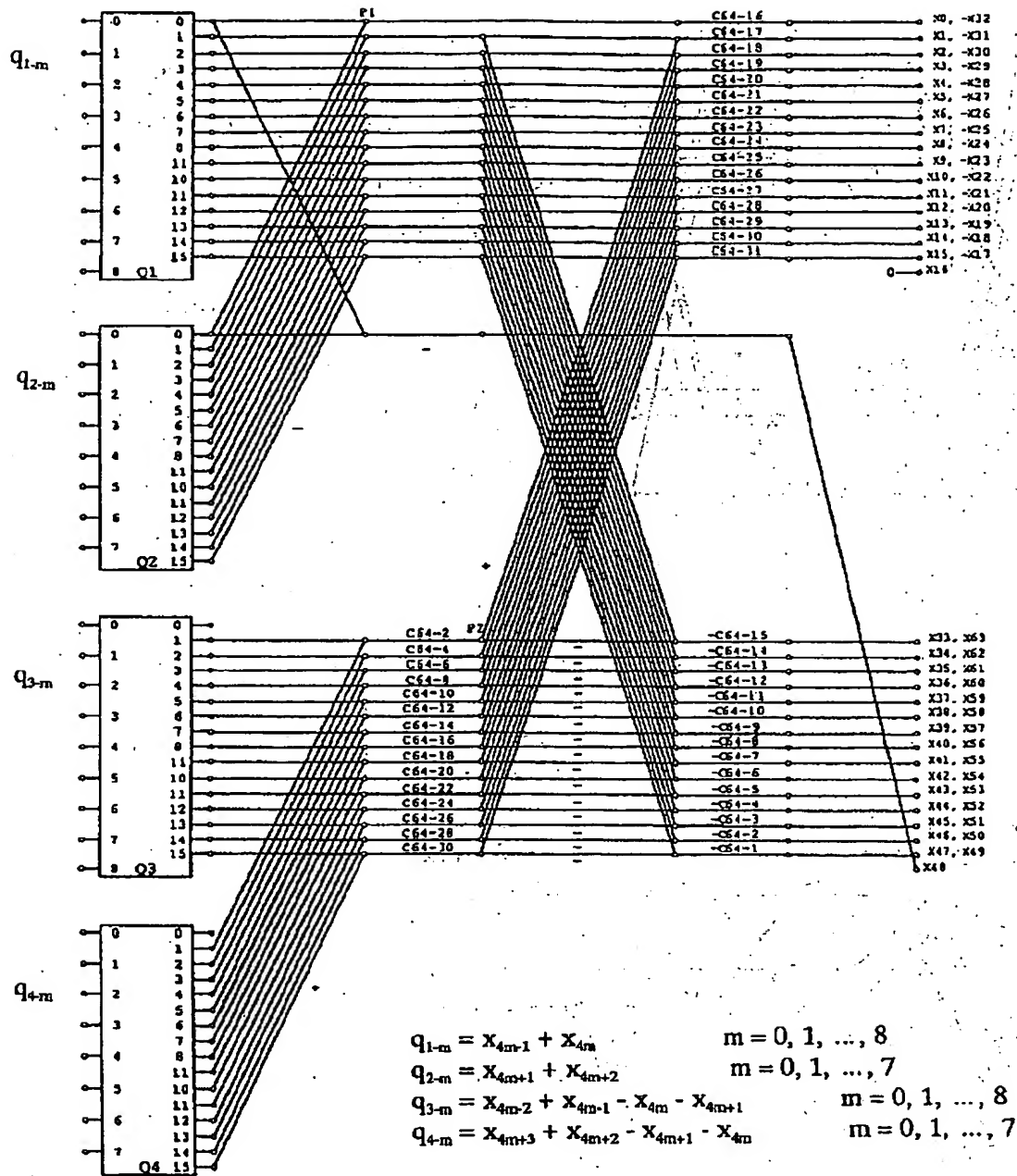
【図7】

【図11】



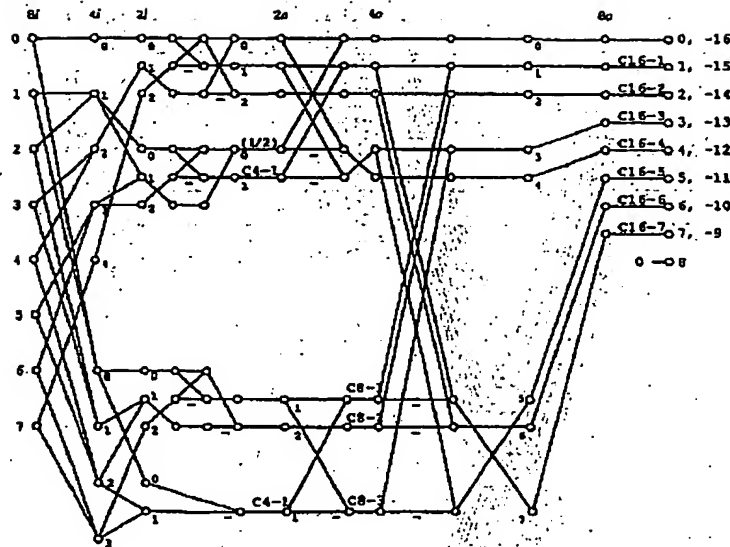
(15)

【図1】

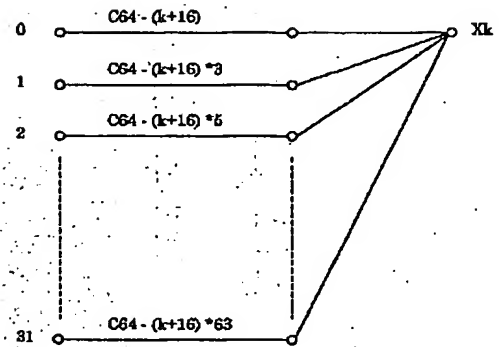


(16)

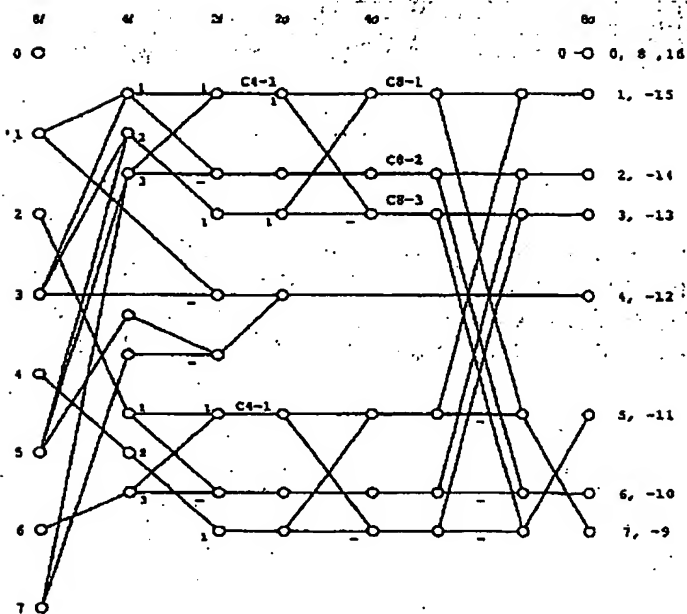
【図3】



【図12】

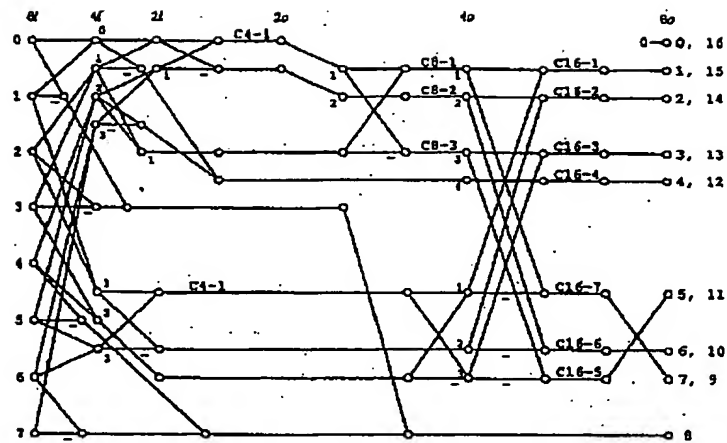


【図4】

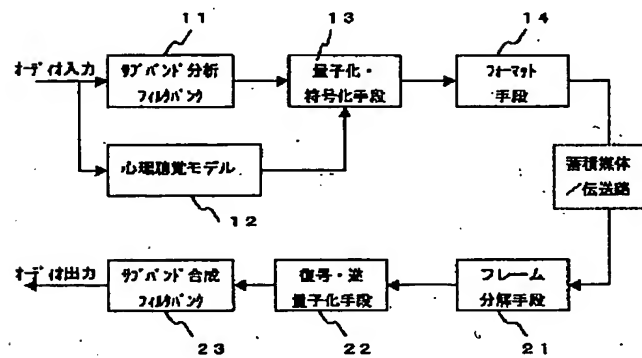


(17)

【図5】



【図10】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.